

## Patent Abstracts of Japan

PUBLICATION NUMBER : 2000333465  
PUBLICATION DATE : 30-11-00

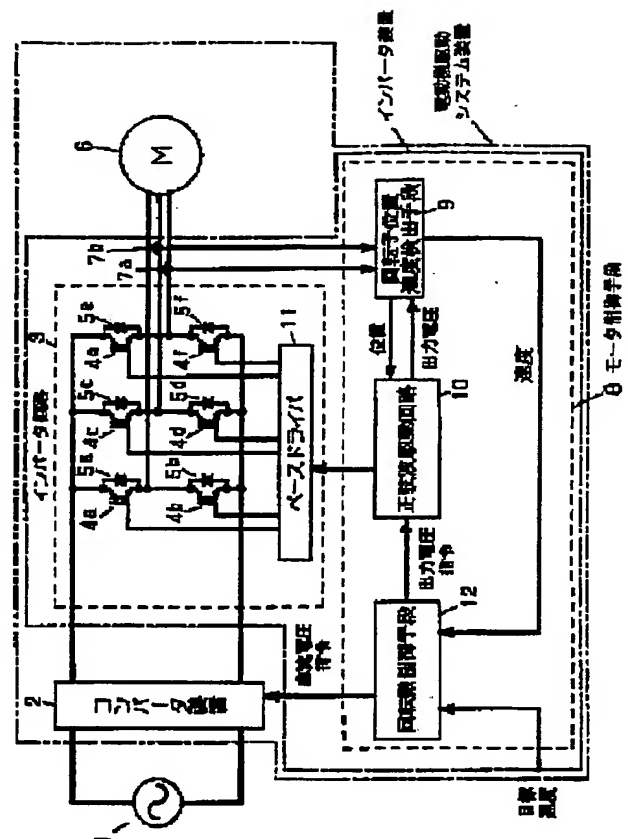
APPLICATION DATE : 18-05-99  
APPLICATION NUMBER : 11136722

APPLICANT : MATSUSHITA ELECTRIC IND CO LTD;

INVENTOR : SATO RYOJI;

INT.CL. : H02M 7/48 H02P 21/00 H02P 6/06

TITLE : INVERTER APPARATUS, MOTOR  
DRIVE APPARATUS AND MOTOR  
DRIVE SYSTEM APPARATUS



ABSTRACT : PROBLEM TO BE SOLVED: To obtain an inverter apparatus whose efficiency is high from a low- load region up to a high-load region and which can obtain a high torque output.

SOLUTION: A converter device 2 whose output voltage is variable is provided. An inverter circuit 3, which uses its output as a power supply and which outputs a sine wave shaped AC voltage by a switching operation, is provided. A compressor motor 6 which is driven by the inverter circuit 3 is provided. A motor control means 8 is provided. The motor control means 8 is provided with two-speed control systems, i.e., a system which outputs the maximum conduction ratio and the all electrifying section length of the inverter circuit 3 and which PWM-controls the speed control of the compressor motor 6 and a system, which outputs a DC voltage command to the converter device 2 and which PAM-controls the speed control of the compressor motor 6. According to a control state, the two-speed control systems are changed over. In addition, when the two-speed control systems are changed over, by changing the total electrifying section length in a changeover shift region, the two-speed control systems can be changed over smoothly without changes in speed.

COPYRIGHT: (C)2000,JPO



## 【特許請求の範囲】

【請求項 1】 直流電源の直流電圧を入力し、前記直流電圧をスイッチングすることにより出力電圧指令に対応した正弦波状の交流電圧を出力するインバータ装置において、前記交流電圧を制御する出力電圧制御手段を備え、前記出力電圧制御手段は、前記交流電圧の波高値が最大となる点を中心に所定区間を全通電の状態とする機能を備えたインバータ装置。

【請求項 2】 出力電圧制御手段は、出力される交流電圧の電圧波高値が直流電源の電源電圧を超えた時点から、全通電の状態とする区間の幅を出力電圧指令に応じて変化させるようにした請求項 1 記載のインバータ装置。

【請求項 3】 全通電区間の最大幅を電気角 120 度とした請求項 1 ないし請求項 2 のいずれかに記載のインバータ装置。

【請求項 4】 全通電区間の最大幅を電気角 180 度とした請求項 1 ないし請求項 2 のいずれかに記載のインバータ装置。

【請求項 5】 負荷要素を駆動する電動機と、請求項 1 ないし請求項 4 のいずれかに記載のインバータ装置とを備えた電動機駆動装置。

【請求項 6】 電動機がブラシレスモータである請求項 5 記載の電動機駆動装置。

【請求項 7】 インバータ装置は、電動機の電流を検出する電流センサを 2 個以上と、前記インバータ装置が出力する電圧値と前記電動機の特性値とから推定される電流推定値と前記電流センサにより検出された電流との差に基づいて前記電動機の回転子磁極位置を推定する回転子位置検出手段とを備え、推定された回転子磁極位置の情報に基づいて通電を制御するようにした請求項 6 記載の電動機駆動装置。

【請求項 8】 電動機が駆動する負荷要素が空気調和機用圧縮機である請求項 5 ないし請求項 7 のいずれかに記載の電動機駆動装置。

【請求項 9】 電圧可変の直流電圧を出力するコンバータ装置と、前記直流電圧をスイッチングにより正弦波状の交流電圧を出力するインバータ装置と、前記インバータ装置により駆動される電動機とを備え、前記インバータ装置は、インバータ回路に最大通流率および全通電区間長を指令して前記電動機の手速度制御を行う PWM 制御系と、前記コンバータ装置に直流電圧指令を出力して前記電動機の手速度制御を行う PAM 制御系との 2 つの手速度制御系を、制御状態によって切り替えて手速度制御する手速度制御手段を備えた電動機駆動システム装置。

【請求項 10】 請求項 1 ないし請求項 4 のいずれかに記載のインバータ装置を備えた請求項 9 記載の電動機駆動システム装置。

【請求項 11】 インバータ装置の通流率を含む電動機の手速度に関係して変化する少なくとも 1 つの値を前記 2

つの手速度制御系の切替条件として用いる請求項 9 ないし請求項 10 のいずれかに記載の電動機駆動システム装置。

【請求項 12】 2 つの手速度制御系の切り替えに対して切替移行領域を設け、前記 2 つの手速度制御系を切り替えるとき、前記切替移行領域においてインバータ装置の全通電区間長を変化させるようにした請求項 11 記載の電動機駆動システム装置。

## 【発明の詳細な説明】

## 【0001】

【発明の属する技術分野】本発明は、電動機を任意の手速度で駆動するインバータ装置の手速度制御、とくに正弦波状交流により運転したときの PWM/PAM 制御機能に関わり、また、前記インバータ装置を備えた電動機駆動装置、および電動機駆動システム装置に関する。

## 【0002】

【従来の技術】従来、空気調和機の圧縮機などの電動機を任意の手速度で駆動するインバータ装置では、とくにブラシレスモータの電動機の場合、120 度通電の矩形波により電動機を駆動し、その手速度制御は PWM 方式により電圧を調整することにより実施するか、またはインバータ装置に直流電源を供給するコンバータ装置の出力電圧を調整することにより実施されている。また、さらに負荷の軽い領域においては PWM により制御を行い、負荷の重い領域では PAM により制御を行うといった両者の切り替えにより高効率の駆動を実現する方式が電動機駆動装置、およびこれを用いた空気調和機が特開平 6-105563 号公報に開示されている。

【0003】また、誘導モータの場合、インバータ装置は、正弦波駆動により電動機を駆動して高効率運転を実現しており、さらに、ブラシレスモータにおいても、120 度より大きく 180 度以下の通電幅で駆動することにより効率をアップさせる方式が、ブラシレス DC モータ駆動制御方法およびその装置および電気機器が特開平 7-827328 号公報に開示されており、このように 180 度通電の正弦波により電動機を駆動し、その手速度制御は、PWM 方式により通電率を変化させ電圧を調整することにより高効率駆動を実現する方法が考案されている。

## 【0004】

【発明が解決しようとする課題】このようなインバータ装置においては、120 度通電の矩形波で駆動した場合、コンバータ装置により電源電圧を上昇させることによりトルクを大きく取れ、最高負荷回転数を上昇させることが可能であるが、一方、PWM 制御領域においては、180 度通電の正弦波で駆動したよりも効率が低かった。

【0005】一方、180 度通電の正弦波で駆動した場合、その駆動最高電圧は、電源電圧が正弦波の波高値に達した時点の電圧となり、トルクを十分に大きくするこ

とができず、最高回転数が低く制限されていた。コンバータ装置により電源電圧を上昇させてトルクを大きくすることは可能であるが、正弦波の最高出力電圧は、矩形波の電圧には及ばず、トルクが不十分であると言う問題点があった。

【0006】本発明は上記の課題を解決するもので、低負荷領域では、正弦波駆動により高効率で駆動し、高負荷領域では、120度全通電区間を設けた通電方式により高出力トルクで駆動し、高い運転効率と高トルク出力により電動機を駆動するとともに、その運転方式の切り替えも速度変動のないスムーズな切り替えを実現できるインバータ装置、電動機駆動装置、および電動機駆動システム装置を提供することを目的とする。

【0007】

【課題を解決するための手段】本発明は、直流電源の直流電圧を入力し、前記直流電圧をスイッチングすることにより出力電圧指令に対応した正弦波状の交流電圧を出力するインバータ装置において、出力電圧制御手段を備え、前記出力電圧制御手段は、出力電圧の電圧波高値が前記直流電源の直流電圧を超えた時点から、前記電圧波高値が最大となる点を中心に全通電とする区間の幅を出力電圧指令に応じて変化させるように制御するインバータ装置である。

【0008】これにより、出力電圧指令に対応して交流電圧出力が増加した場合に正弦波状の交流電圧に全通電の所定区間を設けて変形正弦波とし、正弦波の交流電圧のみで制御するよりも高い出力を得ることができ、かつ正弦波による駆動の特徴である高い効率も併せ持つことができる。

【0009】また、本発明は、負荷要素を駆動する電動機と、出力電圧制御手段を備えたインバータ装置とを備え、さらに、前記インバータ装置は、前記電動機の電流を検出する電流センサを2個もしくはそれ以上備え、前記インバータ装置が出力する電圧値と、前記電動機の実測値とから推定される電流推定値と、前記電流センサにより検出された電流値との差に基づいて前記電動機の回転子磁極位置を推定する回転子位置検出手段とを備え、推定された回転子磁極位置の情報に基づいて通電を制御するようにした電動機駆動装置である。

【0010】これにより、正弦波状の交流電圧で高効率に駆動しながら、負荷が増大したときには全通電の区間を有する波形として高出力トルクを得ることができる。

【0011】また、本発明は、電圧可変の直流電圧を出力するコンバータ装置と、前記直流電圧をスイッチングにより正弦波状の交流電圧を出力するインバータ装置と、前記インバータ装置により駆動される電動機とを備え、前記インバータ装置は、インバータ回路に最大通流率および全通電区間長を指令して前記電動機の実測値と、前記電流センサにより検出された電流値との差に基づいて前記電動機の回転子磁極位置を推定し、推定された回転子磁極位置情報に基づいて通電を行うことにより、正弦波状の交流電圧による駆動を実現しつつ、正弦波駆動からさらに出力電圧を高くして高出力トルクを実現できるものとする。

系との2つの速度制御系を、制御状態によって切り替えて速度制御する速度制御手段を備えた電動機駆動システム装置である。

【0012】これにより、軽負荷では正弦波状のPWM制御により低振動、高効率で電動機を制御でき、中負荷では全通電区間を有する正弦波状の交流電圧で高い出力トルクを得ることができ、さらに高負荷ではPAM制御によりさらに高い出力トルクで速度制御することができる。

【0013】また、2つの速度制御系の切り替えに対して切替移行領域を設け、前記2つの速度制御系を切り替えるとき、前記切替移行領域においてインバータ装置の全通電区間長を変化させるようにした電動機駆動システム装置である。

【0014】これにより、速度変動がないスムーズな切り替えを実現することができる。

【0015】

【発明の実施の形態】本発明において、インバータ装置は、直流電源を入力し、出力電圧指令に応じてスイッチングにより正弦波状の交流電圧を出力するとき、その電圧波高値の最大となる点を中心に所定の区間を全通電の状態とし、さらに、出力電圧制御手段は、出力電圧の電圧波高値が前記直流電源の電源電圧を超えた時点から、電圧波高値の最大となる点を中心に全通電の状態とする区間の幅を前記出力電圧指令に応じて変化させることにより、正弦波駆動からさらに出力電圧を高くできて高出力トルクを実現できるものとする。

【0016】実施例においては、コンバータ装置を直流電源とし、モータ制御手段が前記出力電圧制御手段として機能する。前記モータ制御手段において、回転数制御手段が出力電圧指令を出力して、正弦波駆動回路が出力する正弦波状の交流電圧が前記出力電圧指令に応じて増加するときに前記コンバータの直流電圧で飽和して全通電区間が生成され、その後、回転数制御手段の直流電圧指令によりコンバータ装置の直流電圧を変化させることにより全通電区間の幅を変化させるとするが、これに限定されるものではない。

【0017】また、本発明の電動機駆動装置において、電動機の電流を検出し、インバータ装置が出力する電圧値と前記電動機の実測値とから推定される電流推定値と、前記電流センサにより検出された電流値との差に基づいて前記電動機の回転子磁極位置を推定し、推定された回転子磁極位置情報に基づいて通電を行うことにより、正弦波状の交流電圧による駆動を実現しつつ、正弦波駆動からさらに出力電圧を高くして高出力トルクを実現できるものとする。

【0018】実施例においては、2つの電流センサにより圧縮機モータの3相のうちの2つの相電流を検出する。また、回転子位置速度検出手段と正弦波駆動回路と回転数制御手段とを備えたモータ制御手段を備え、前記

モータ制御手段において、前記回転子位置速度検出手段が上記回転子位置検出手段として機能し、前記電流センサで検出した相電流から推定した回転子磁極位置を、インバータ装置の出力電圧と電動機である圧縮機モータの特性値とから決まる推定電流と実際の相電流との差異で修正して、正確に推定された回転子磁極位置を求める。また、前記正弦波駆動回路は、その推定された回転子磁極位置情報に基づいて、前記回転数制御手段の出力電圧指令に対応した正弦波状の交流電圧を出力させる信号をベースドライバに出力する。

【0019】また、電動機駆動システム装置において、PWM制御およびPAM制御の2つの速度制御系により速度制御がなされ、PWM制御の場合には正弦波状の交流により低振動と高効率運転とを実現し、PAM制御の場合には、さらに高出力トルクを実現する。

【0020】実施例においては、正弦波駆動回路と回転数制御手段とを備えたモータ制御手段を備え、前記回転数制御手段が速度制御手段として機能する。前記回転数制御手段は、目標速度に対応した出力電圧指令を前記正弦波駆動回路に出力してPWM制御による速度制御を行い、高負荷時には直流電圧指令を直流電源であるコンバータ装置に出力してPAM制御による速度制御に移行する。

【0021】さらに、PWM制御およびPAM制御の2つの速度制御系の切り替え時には、切替移行領域において全通電区間長を変更することにより、速度変動のないスムーズな切り替えを実現するものである。

【0022】実施例においては、上記回転数制御手段が切替移行領域で前記直流出力指令により全通電区間長を緩やかに変更する。

【0023】以下、本発明の実施例について説明する。

【0024】

【実施例】（実施例1）以下、本発明のインバータ装置、電動機駆動装置、および電動機駆動システム装置の一実施例について図面を参照しながら説明する。

【0025】図1は本実施例の構成を示すブロックである。図1において、交流電源1からの入力をコンバータ装置2で直流にされた電源は、インバータ回路3においてスイッチング素子4a～4fと環流ダイオード5a～5fとが対となった回路により3相交流に変換され、それによりブラシレスDCモータである圧縮機モータ6が駆動される。このとき、電流センサ7aと電流センサ7bは圧縮機モータ6の電流を検出する。

【0026】モータ制御手段8において、回転子位置速度検出手段9は、電流センサ7aと電流センサ7bにより検出された圧縮機モータ6の電流を用いて、回転子の位置を推定検出し、正弦波駆動回路10は、回転子位置速度検出手段9により推定された回転子の位置の情報に基づいて圧縮機モータ6を駆動するためのドライブ信号をベースドライバ11に出力し、ベースドライバ11

は、そのドライブ信号に従ってスイッチング素子4a～4fを駆動するための信号を出力する。また、回転数制御手段12は、回転子位置速度検出手段9により推定された回転子の速度と外部から与えられる目標速度との差の情報から、回転子速度が目標速度となるようにインバータ回路3の出力電圧を制御するように、正弦波駆動回路10の出力、またはコンバータ装置2の目標出力電圧を調整する。

【0027】なお、上記構成において、インバータ回路3とモータ制御手段8とはインバータ装置を構成し、前記インバータ装置と圧縮機モータ6などの電動機とで電動機駆動装置を構成し、電動機とコンバータ装置2を含めて電動機駆動システム装置を構成する。また、コンバータ装置2は、一般的な昇圧形の出力電圧可変のPFC（Power Factor Correcter）のように、出力電圧が制御可能なものであれば、どのようなタイプのものでもよく、昇降圧のタイプのものであってもよい。

【0028】つぎに、本実施例における正弦波駆動回路10の動作について図面を参照しながら説明する。図2は、正弦波駆動回路10の一実施例の構成と動作を示すブロック図である。3相2相変換手段10aは、電流センサ7aと電流センサ7bにより検出された電流 $i_u$ と電流 $i_v$ の値を、現在の回転子位置推定情報を用いて式(1)により、ブラシレスDCモータである圧縮機モータ6の回転磁界に軸 $\delta$ 方向の電流 $i_\delta$ と磁束の向きの軸 $\gamma$ 方向の電流 $i_\gamma$ に変換する。

【0029】

【数1】

$$i_a = \sqrt{\frac{3}{2}} \times i_u$$

$$i_b = \sqrt{\frac{1}{2}} \times (i_u + 2 \times i_v) \quad \dots\dots (1)$$

$$\begin{bmatrix} i_\gamma \\ i_\delta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \sin(\theta) \\ -\sin(\theta) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \end{bmatrix}$$

【0030】一方、回転数制御手段12における速度PI制御手段12aは、現在の速度と目標速度との差である速度偏差の情報から、速度を目標速度に追従するようにトルク指令を演算しており、電流 $\delta$ PI制御手段10bは、さらに前記トルク指令値に対して現在の電流 $i_\delta$ との差から一般的なPI制御により出力指令を求め、 $\delta$ 軸方向の出力とする。また、電流 $\gamma$ PI制御手段10cは、現在の電流 $i_\gamma$ との差から、一般的なPI制御により出力指令を求め、 $\gamma$ 軸方向の出力とする。

【0031】2相3相変換手段10dは、上記求められた2方向の出力 $V_\gamma$ と $V_\delta$ から、出力波形が正弦波となるように3相の出力電圧 $V_u$ 、 $V_v$ 、および $V_w$ を、推定された回転子の位置 $\theta$ を用いて、一般的な2相3相変換の式(2)により変換する。

【0032】

【数 2】

$$\begin{bmatrix} V_a \\ V_b \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & -\sin(\theta) \\ \sin(\theta) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_r \\ V_s \end{bmatrix}$$

$$\begin{bmatrix} V_u \\ V_v \\ V_w \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sqrt{\frac{2}{3}} & 0 \\ -\sqrt{\frac{1}{6}} & \sqrt{\frac{1}{2}} \\ -\sqrt{\frac{1}{6}} & -\sqrt{\frac{1}{2}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_a \\ V_b \end{bmatrix} \quad \dots\dots (2)$$

【0033】また、ゲート信号発生手段10eは、求められた3相出力電圧を実現するように、3相分6素子のスイッチング素子4a～4fのオン・オフを決定するゲート信号を演算し、ベースドライバ11へ出力する。回転子位置速度検出手段9は、電流センサ7a～7bにより検出された圧縮機モータ6の電流と正弦波駆動回路1\*

$$\begin{bmatrix} i_{rM}(t) \\ i_{sM}(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 - \frac{R}{L_d} T_s & \omega_M \frac{L_q}{L_d} T_s \\ -\omega_M \frac{L_d}{L_q} T_s & 1 - \frac{R}{L_q} T_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_r(t-1) \\ i_s(t-1) \end{bmatrix} + \frac{T_s}{L_d L_q} \begin{bmatrix} L_q V_r(t-1) \\ L_d V_s(t-1) \end{bmatrix} + \frac{T_s}{L_d L_q} \begin{bmatrix} 0 \\ e_M \end{bmatrix} \quad \dots\dots (3)$$

【0036】推定されたモータ電流  $i_{M\delta}(t)$ 、 $i_{M\gamma}(t)$  と、実際の検出された電流  $i_{\delta}(t)$ 、 $i_{\gamma}(t)$  を用いてモータモデル誤差に起因して発生したと考えられる電流誤差  $\Delta i_{\delta}(t)$ 、 $\Delta i_{\gamma}(t)$  が式(4)により求められる。

【0037】

【数 4】

$$\begin{bmatrix} \Delta i_r(t) \\ \Delta i_s(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_r(t) \\ i_s(t) \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} i_{rM}(t) \\ i_{sM}(t) \end{bmatrix} \quad \dots\dots (4)$$

【0038】この電流誤差は、推定逆起電圧  $e_M$ 、推定位置  $\theta$  および推定速度  $\omega_M$  に起因するため、この電流誤差情報を用いれば、推定逆起電圧  $e_M$ 、推定位置  $\theta$  およ \*

$$\omega_M(t) = \frac{\theta_M(t)}{K_E} + \frac{G_p}{T_s} \operatorname{sgn}(\omega_{M0}(t-1)) \Delta i_r(t) \quad \dots\dots (6)$$

【0042】また、位置推定手段16は、式(7)により、制御周期  $T_s$ 、推定速度  $\omega_M$  から推定位置  $\theta_M$  を推定する。

【0043】

【数 7】

$$\theta_M(t) = \theta_M(t-1) + T_s \omega_M(t) \quad \dots\dots (7)$$

【0044】以上の演算により、回転子の位置および速度が推定される。

【0045】つぎに、本実施例における正弦波駆動回路10による出力電圧の出力推移の一例について図面を参照しながら説明する。図4は、正弦波駆動回路10の出力電圧の推移例を示す波形図である。圧縮機モータ6などの負荷が徐々に高くなっていく場合を考えると、イン

\*0の出力とを用いて、モータ回転子の位置と速度を推定演算する。

【0034】つぎに、回転子位置速度検出手段9の動作について説明する。図3は、回転子位置速度検出手段9の一実施例の構成と動作を示すブロック図である。モータモデル電流演算手段13は、モータ常数 ( $R$ : 抵抗、 $L_d$ : d軸インダクタンス、 $L_q$ : q軸インダクタンス、 $T_s$ : 制御周期)、電流  $i_{\delta}$  および  $i_{\gamma}$ 、インバータ出力電圧  $V_{\gamma}$  および  $V_{\delta}$ 、推定速度  $\omega_M$ 、および推定逆起電圧  $e_M$  の情報を用いて、ブラシレスモータのモデル式から式(3)により、制御周期  $T_s$  における現時刻  $t$  のモータ電流  $i_{M\delta}(t)$ 、 $i_{M\gamma}(t)$  を推定する。

【0035】

【数 3】

※および推定速度  $\omega_M$  を正確な値へ修正することが可能であ

る。逆起電圧推定手段14は、式(5)により電流誤差  $\Delta i_{\delta}$  とゲイン  $G_e$  により修正演算して推定逆起電圧  $e_M$  を推定する。

【0039】

【数 5】

$$e_M(t) = e_M(t-1) - G_e \Delta i_r(t) \quad \dots\dots (5)$$

【0040】また、速度推定手段15は、式(6)により推定逆起電圧  $e_M$ 、逆起電圧係数  $K_E$ 、電流誤差  $\Delta i_{\gamma}$ 、制御周期  $T_s$ 、速度平均値  $\omega_{M0}$  とゲイン  $G_{\theta}$  により推定速度  $\omega_M$  を推定する。

【0041】

【数 6】

バータ回路3の出力電圧はそれに応じて徐々に上昇していく。正弦波状電圧のピーク電圧が電源電圧に達した時点から、出力は一部に全通電の区間を持つことにより電圧はさらに上昇していく。

【0046】このとき、出力電圧は正弦波波形から変形されていく。さらに負荷が上昇していくにしたがって全通電の区間は広がっていき、最大全通電区間幅に達する。一方、ピーク電圧が電源電圧に到達した時点から、コンバータ装置2への目標電圧が徐々に上昇し、さらに最大全通電区間幅に達した以降は、電動機の回転数は、コンバータ装置2の出力電圧によってのみ制御されることとなる。すなわち、一般的なPAM(Pulse Amplitude Modulation)制御となる。

【0047】図5は、正弦波駆動回路10の全通電の区

間を有した出力電圧を示す波形図である。先に説明したように、正弦波状の交流電圧のピーク電圧が、直流電源、すなわちコンバータ装置 2 が出力する直流電圧に達した時点から、出力の一部が全通電の区間を持つようになる。このときの平均出力電圧は、図 5 (1) に示したように、正弦波の上部が上限に制限されたような波形となる。このとき、インバータ回路 3 の出力電圧波形は図 5 (2) のようになっている。すなわち、通常の PWM (Pulse Width Modulation) 制御により、平均電圧を実現するようにパルス幅が 1 周期内で推移していく。正弦波状電圧のピーク電圧が、電源電圧に達した時点から、常時、ON の全通電区間となる。

【0048】つぎに、本実施例における回転数制御手段 12 の動作について図面を参照しながら説明する。図 6 は、本実施例におけるコンバータ装置 2 およびインバータ回路 3 の制御方法の一例について示す特性図である。回転数に対して、コンバータ装置 2 の出力電圧、インバータ回路 3 が出力する最大出力通電率、および全通電角度をどのように制御するかについて説明する。

【0049】回転数  $N1$  以下の領域では、コンバータ装置 2 の出力電圧は、この例の場合のように、たとえば 150 V の一定に制御しながら、圧縮機モータ 6 の回転数制御は、インバータ回路 3 が出力する正弦波の電圧を調整することにより行う。すなわち、回転数の増加に応じて、正弦波電圧のピーク値である最大出力通電率も増加されていく。さらに通電率が上昇して 100% に達し、回転数が  $N1$  になった後、回転数  $N2$  までの領域においては、インバータ回路 3 の出力における全通電角度を増加させていく。

【0050】これにより、インバータ回路 3 の出力電圧も上昇していく。この全通電角度の上昇による電圧上昇のレートは、最大出力通電率の上昇によるものとは異なるため、回転数の制御が難しい。そこで、本発明においては、この回転数  $N1$  から  $N2$  までの領域においては、コンバータ装置 2 の出力電圧も所定のレートで上昇させていく。これにより、回転数制御がスムーズに実施される。

【0051】さらに、全通電角度が大きくなっていき、あらかじめ定められた最大全通電角度、この例では、電気角 120 度に達した回転数  $N2$  からは、全通電角度は固定され、回転数制御はコンバータ装置 2 の出力電圧によってのみ調整される。すなわち、完全に PAM 制御となる。このように、軽負荷時は PWM 制御により、そして中間負荷領域では PWM 制御と PAM 制御との両方により、そして重負荷領域では PAM 制御により回転数がスムーズに制御される。

【0052】図 7 は、本実施例におけるコンバータ装置 2 およびインバータ回路 3 の制御方法の一例の動作を示すフローチャートである。ステップ S1 において PWM 制御中であるかどうか判断し、PWM 制御中の場合は、

ステップ S2 において回転数指令に応じてインバータ回路 3 の出力電圧を変更する。ステップ S3 において、最大通電率が 100% に達していなければ、通常の正弦波の PWM 信号により電圧制御がなされる。一方、100% に達していたら、出力電圧ピーク値が電源電圧に達したことであるので、PWM 制御から PAM 制御への移行領域へと入る。すなわち、まず、ステップ S4 で出力電圧に応じて全通電領域を設定した後、ステップ S5 でコンバータ装置 2 の出力電圧  $V_{dc}$  指令値を所定のレートで上昇させる。さらにステップ S6 で全通電領域が最大全通電領域長、この例では 120 度に達していなければ、継続して PAM への移行領域の制御を継続する。一方、120 度に達していたら、ステップ S7 で PAM 制御への移行と判定し、次回からは PAM 制御が実施される。なお、120 度に限定するものではなく、120 度より大きく 180 度までの間の値とすることができる。

【0053】一方、ステップ S1 で PAM 制御中の場合は、ステップ S8 において回転数指令に応じてコンバータ装置 2 の出力電圧  $V_{dc}$  を変更する。ステップ S9 において、 $V_{dc}$  が所定の電圧以下でなければ、通常の PAM 制御によりコンバータ装置 2 の出力電圧が制御される。一方、所定の電圧  $V_C$  に達していたら、PAM 制御から PWM 制御への移行領域へと入る。すなわち、まずステップ S10 において出力電圧  $V_{dc}$  に応じて全通電領域を設定する。さらにステップ S11 で全通電領域が 0 度でなければそのまま移行領域の制御を継続する。もし、0 度になったと判断された場合、ステップ 12 で PWM 制御への移行と判定し、次回からは PWM 制御が実施される。

【0054】これにより、ブラシレスモータ駆動時でも、正弦波の PWM 制御から、全通電領域を持った台形波状の変形正弦波での PAM 制御へスムーズに移行することができる。

【0055】なお、モータ制御手段 8 は、専用のハード回路で実現しても、またはマイクロコンピュータを利用したソフトウェアで実現してもよいことは言うまでもない。

【0056】

【発明の効果】以上の説明から明らかなように、本発明のインバータ装置では、交流電源を入力し、出力電圧に応じてスイッチングにより正弦波状の交流を出力するとき、電圧波高値の最大となる点を中心に所定の区間を全通電の状態とし、さらに、出力電圧制御手段は、出力電圧の電圧波高値が前記直流電源の電源電圧を超えた時点から、電圧波高値の最大となる点を中心に全通電の状態とする区間の幅を、出力電圧指令に応じて変化させることにより、正弦波駆動からさらに出力電圧を高くすることにより高出力トルクを実現することができる。

【0057】また、本発明の電動機駆動装置は、電動機の電流を検出し、インバータ回路が出力する電圧値と電



動機の特性値とから推定される電流推定値と、電流センサにより検出された電流との差に基づいて電動機の回転子磁極位置を推定し、推定された回転子磁極位置情報に基づいて通電を行うことにより、正弦波状の交流による駆動を実現しつつ、正弦波駆動からさらに出力電圧を高くすることにより高出力トルクを実現することができる。

【0058】また、本発明の電動機駆動システム装置は、PWM制御およびPAM制御の2つの速度制御系により速度制御がなされ、PWM制御の場合には、正弦波状の交流により低振動と高効率運転を実現しつつ、PAM制御の場合には、さらに高出力トルクを実現することができる。

【0059】さらに、本発明の電動機駆動システム装置は、PWM制御とPAM制御との2つの速度制御系の切り替え時には、切替移行領域において全通電区間長を変更することにより、速度変動のないスムーズな切り替えを実現することができる。

【図面の簡単な説明】

【図1】本発明のインバータ装置、電動機駆動装置、および電動機駆動システム装置の一実施例の構成を示すブロック図

【図2】本発明の一実施例における正弦波駆動回路の構成と動作を示すブロック図

【図3】本発明の一実施例における回転子位置速度検出手段の構成と動作を示すブロック図

【図4】本発明の一実施例における正弦波駆動回路の出力電圧の推移例を示す波形図

【図5】本発明の一実施例における正弦波駆動回路の全

通電領域を有する出力電圧を示す波形図

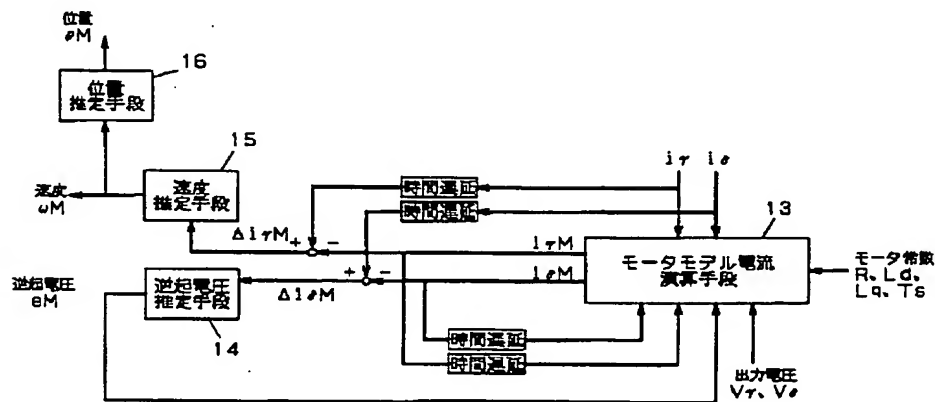
【図6】本発明の一実施例におけるコンバータ装置およびインバータ回路の制御方法の一例を示す特性図

【図7】本発明の一実施例におけるコンバータ装置およびインバータ回路の制御方法の一例の動作を示すフローチャート

【符号の説明】

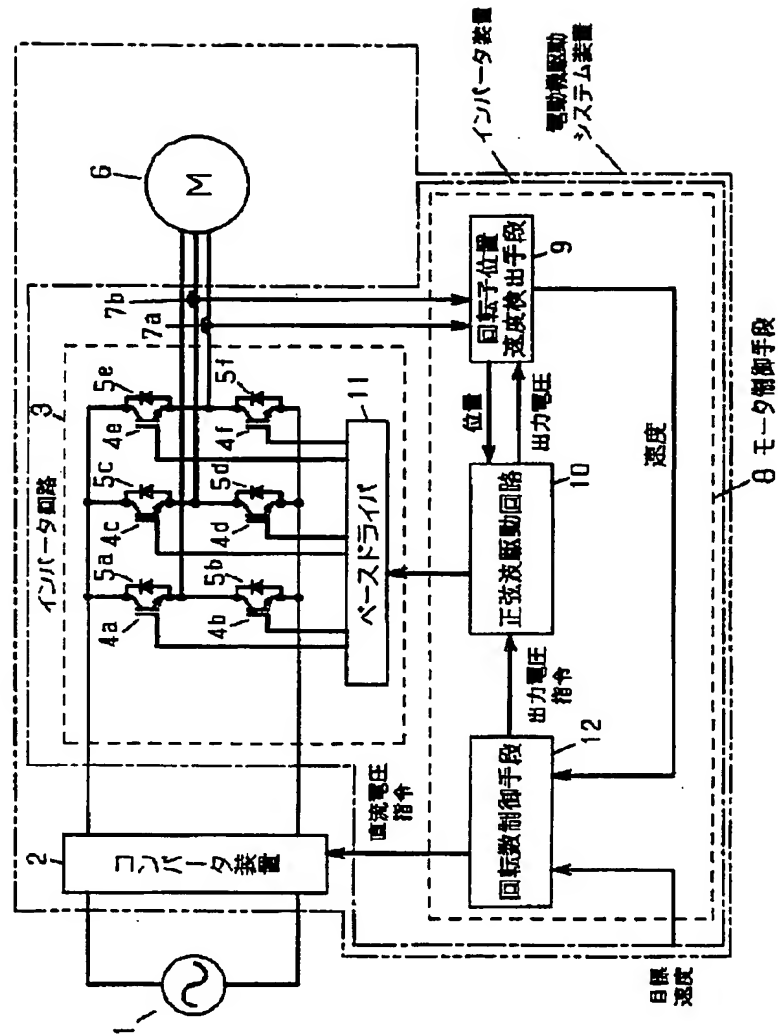
- 1 交流電源
- 2 コンバータ装置
- 3 インバータ回路
- 4 a ~ 4 f スイッチング素子
- 5 a ~ 5 f 環流ダイオード
- 6 圧縮機モータ（電動機）
- 7 a、7 b 電流センサ
- 8 モータ制御手段（出力電圧制御手段）
- 9 回転子位置速度検出手段（回転子位置検出手段）
- 10 正弦波駆動回路
- 10 a 3相2相変換手段
- 10 b 電流 $\delta$ PI制御手段
- 10 c 電流 $\gamma$ PI制御手段
- 10 d 2相3相変換手段
- 10 e ゲート信号発生手段
- 11 ベースドライバ
- 12 回転数制御手段（速度制御手段）
- 12 a 速度PI制御手段
- 13 モータモデル電流演算手段
- 14 逆起電圧推定手段
- 15 速度推定手段
- 16 位置推定手段

【図3】

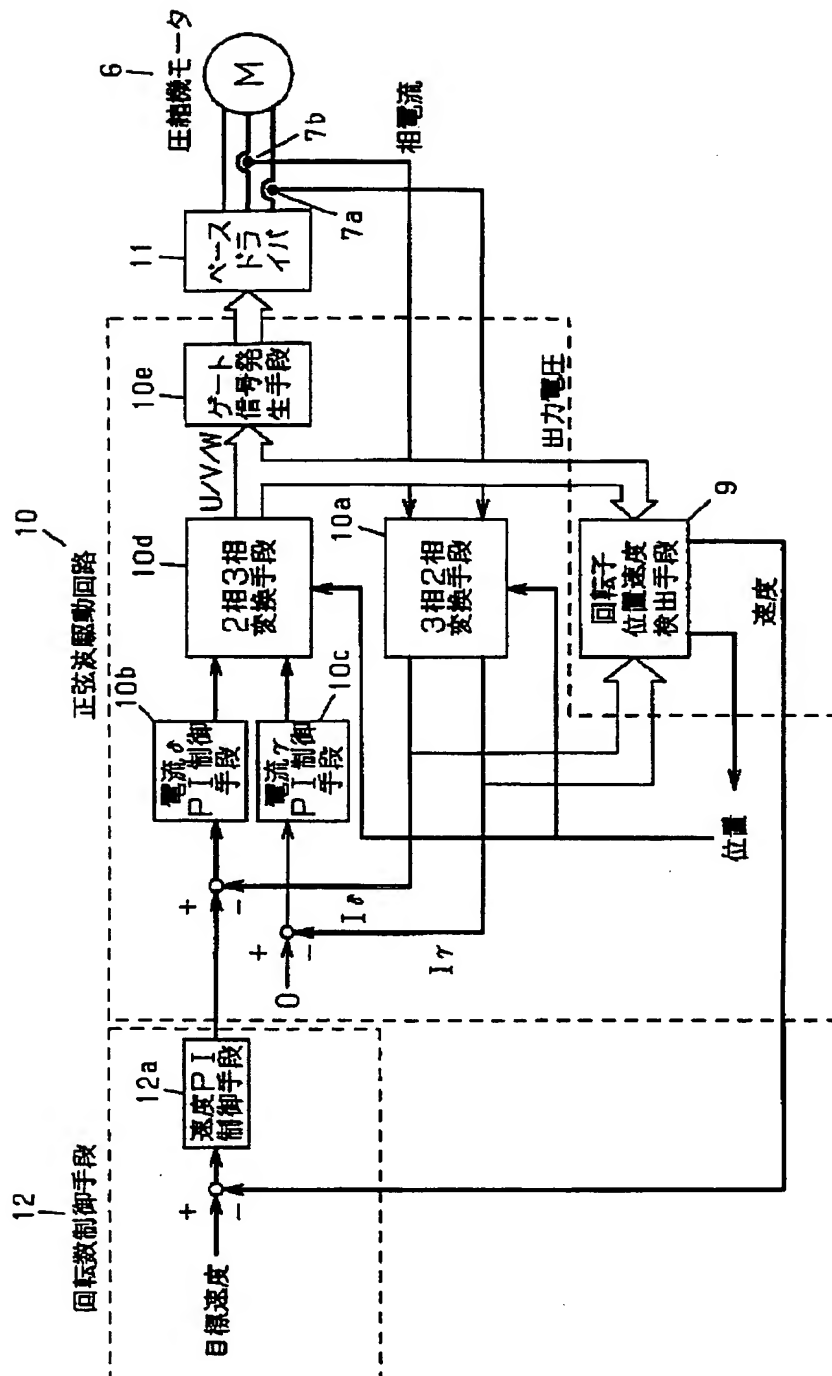




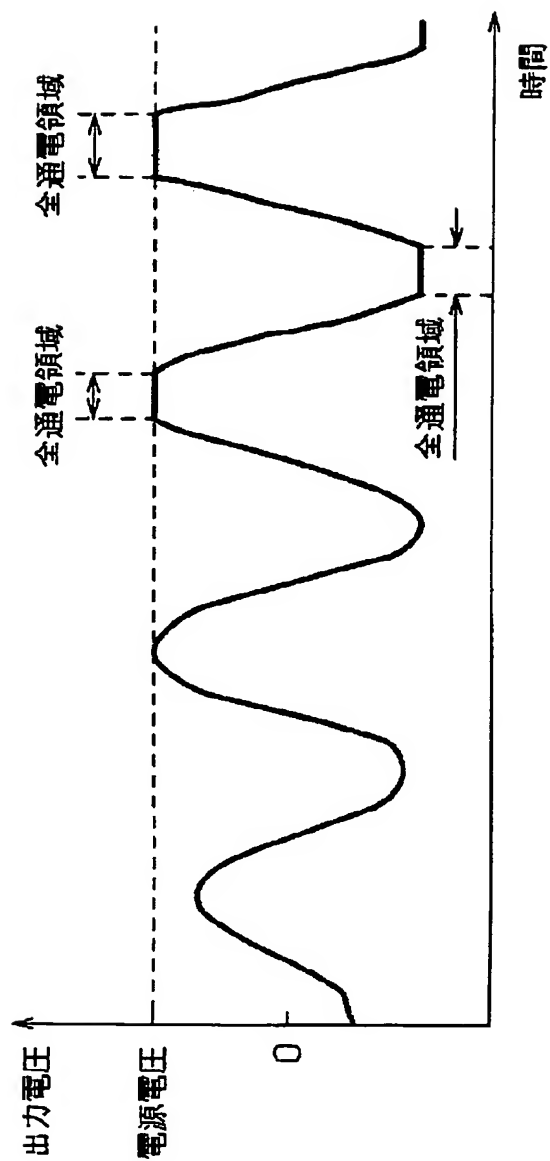
1	交流電源	5a~5f	環流ダイオード
4a~4f	スイッチング素子	6	圧縮機モータ (電動機)
		8a, 8b	電流センサ



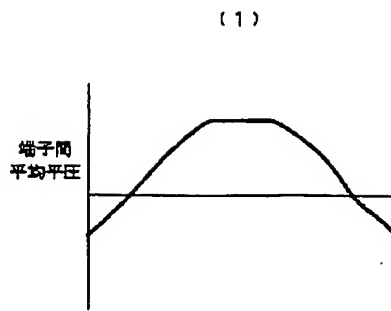
【図2】



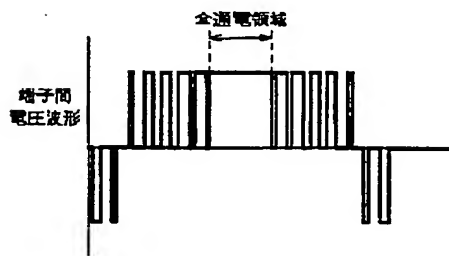
【図4】



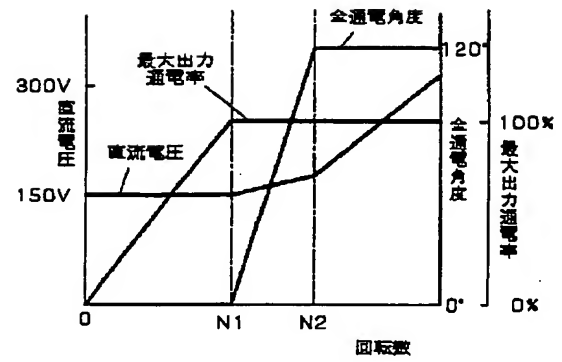
【図 5】



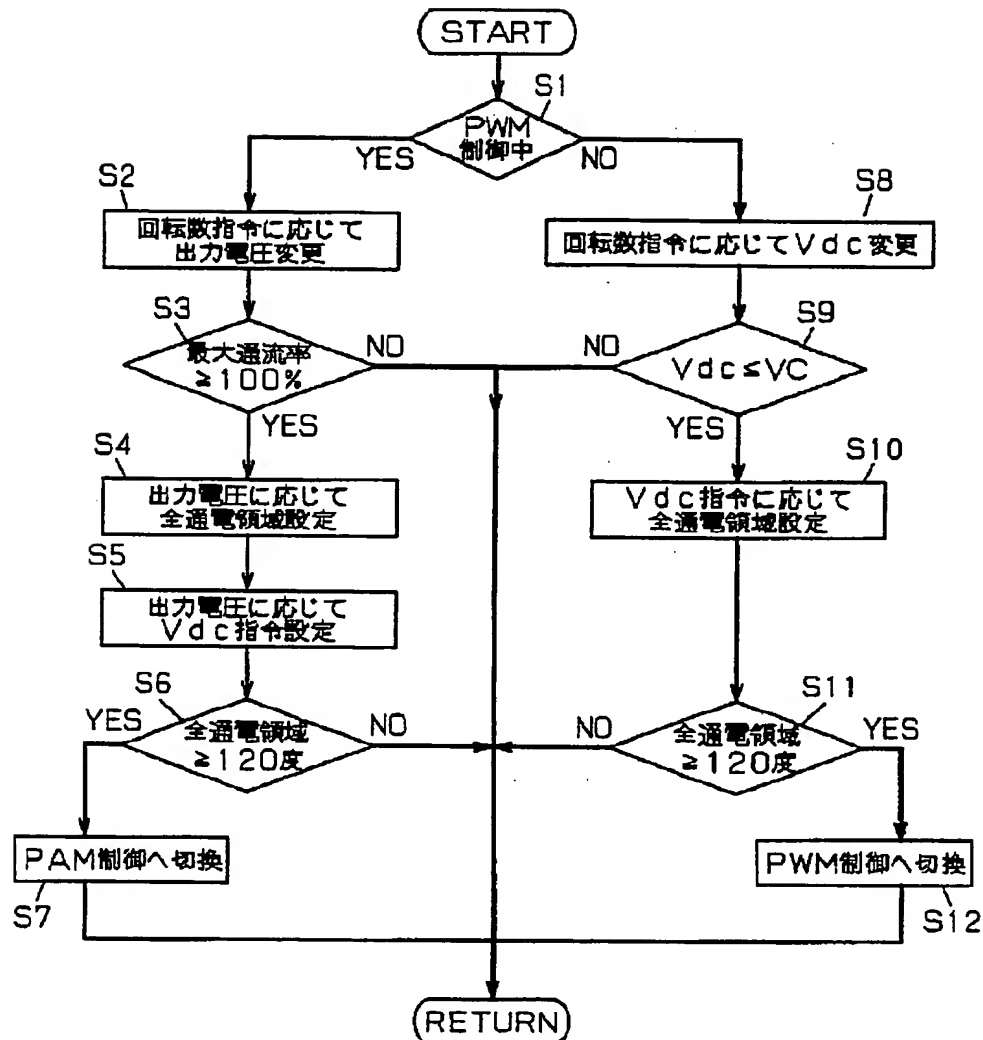
(2)



【図 6】



【図7】



フロントページの続き

(72)発明者 佐藤 亮次  
大阪府門真市大字門真1006番地 松下電器  
産業株式会社内

Fターム(参考) 5H007 BB06 CA01 CB05 CC12 CC23  
DA03 DA05 DB12 DC02 DC04  
EA02  
5H560 BB04 DB12 DC12 EB01 UA02  
XA02 XA04 XA12 XA13  
5H576 BB02 CC05 DD02 EE01 EE11  
GG02 GG04 HA04 HB02 JJ24  
LL14 LL22 LL38 LL41

## PATENT ABSTRACTS OF JAPAN

(11)Publication number : 2000-333465

(43)Date of publication of application : 30.11.2000

(51)Int.Cl.

H02M 7/48  
H02P 21/00  
H02P 6/06

(21)Application number : 11-136722

(71)Applicant : MATSUSHITA ELECTRIC IND CO LTD

(22)Date of filing : 18.05.1999

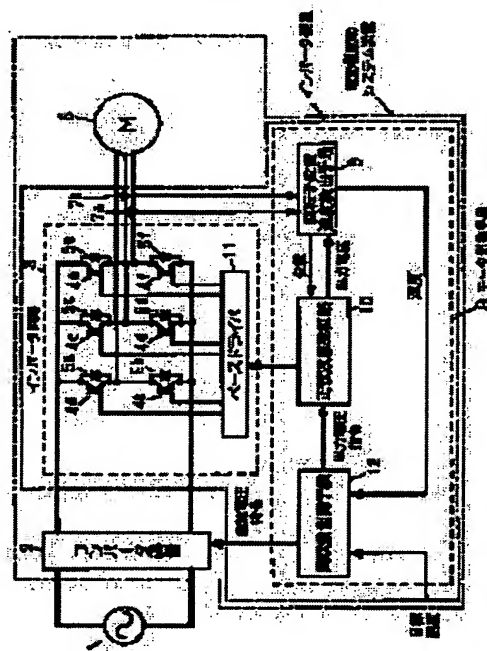
(72)Inventor : MATSUI KEIZO  
ITO YOSHITERU  
SATO RYOJI

## (54) INVERTER APPARATUS, MOTOR DRIVE APPARATUS AND MOTOR DRIVE SYSTEM APPARATUS

## (57)Abstract:

PROBLEM TO BE SOLVED: To obtain an inverter apparatus whose efficiency is high from a low- load region up to a high-load region and which can obtain a high torque output.

SOLUTION: A converter device 2 whose output voltage is variable is provided. An inverter circuit 3, which uses its output as a power supply and which outputs a sine wave shaped AC voltage by a switching operation, is provided. A compressor motor 6 which is driven by the inverter circuit 3 is provided. A motor control means 8 is provided. The motor control means 8 is provided with two-speed control systems, i.e., a system which outputs the maximum conduction ratio and the all electrifying section length of the inverter circuit 3 and which PWM-controls the speed control of the compressor motor 6 and a system, which outputs a DC voltage command to the converter device 2 and which PAM-controls the speed control of the compressor motor 6. According to a control state, the two-speed control systems are changed over. In addition, when the two-speed control systems are changed over, by changing the total electrifying section length in a changeover shift region, the two-speed control systems can be changed over smoothly without changes in speed.



## LEGAL STATUS

[Date of request for examination]

16.06.2005

[Date of sending the examiner's decision of rejection]

[Kind of final disposal of application other than the  
examiner's decision of rejection or application converted  
registration]

[Date of final disposal for application]

[Patent number]

[Date of registration]

[Number of appeal against examiner's decision of rejection]

[Date of requesting appeal against examiner's decision of  
rejection]

[Date of extinction of right]

Copyright (C); 1998,2003 Japan Patent Office



## \* NOTICES \*

JPO and NCIPi are not responsible for any damages caused by the use of this translation.

1. This document has been translated by computer. So the translation may not reflect the original precisely.
2. \*\*\*\* shows the word which can not be translated.
3. In the drawings, any words are not translated.

---

CLAIMS

---

## [Claim(s)]

[Claim 1] It is inverter equipment with which said output voltage control means was equipped with the function to consider as the condition of all energization of the predetermined section, focusing on the point that the peak value of said alternating voltage serves as max, by inputting the direct current voltage of DC power supply, and having the output voltage control means which controls said alternating voltage in the inverter equipment which outputs the alternating voltage of the shape of a sine wave corresponding to an output voltage command by switching said direct current voltage.

[Claim 2] An output voltage control means is inverter equipment according to claim 1 to which it was made to change the width of face of the section made into the condition of all energization according to an output voltage command from the time of the electrical-potential-difference peak value of the alternating voltage outputted exceeding the supply voltage of DC power supply.

[Claim 3] Inverter equipment according to claim 1 to 2 which used the maximum width of all the energization sections as 120 electrical angles.

[Claim 4] Inverter equipment according to claim 1 to 2 which used the maximum width of all the energization sections as 180 electrical angles.

[Claim 5] The motor driving gear equipped with the motor which drives a load element, and inverter equipment according to claim 1 to 4.

[Claim 6] The motor driving gear according to claim 5 whose motor is a brushless motor.

[Claim 7] Inverter equipment is the motor driving gear according to claim 6 which is equipped with a rotator location detection means presume the rotator magnetic pole location of said motor based on the difference of the current estimate presumed from the electrical-potential-difference value to which two or more pieces and said inverter equipment output the current sensor which detects the current of a motor, and the characteristic value of said motor, and the current detected by said current sensor, and controlled energization based on the information on the presumed rotator magnetic pole location.

[Claim 8] The motor driving gear according to claim 5 to 7 whose load element which a motor drives is a compressor for air conditioners.

[Claim 9] The converter equipment which outputs electrical-potential-difference adjustable direct current voltage, and the inverter equipment which outputs sine wave-like alternating voltage for said direct current voltage by switching, It has the motor driven with said inverter equipment. Said inverter equipment The PWM control system which orders an inverter circuit the maximum conduction ratio and all energization section length, and controls the speed in said motor, The motor drive system unit equipped with a speed-control means to change two speed-control systems with the Pulse-Amplitude-Modulation control system which outputs a direct-current-voltage command to said converter equipment, and controls the speed in said motor according to a control state, and to control the speed.

[Claim 10] The motor drive system unit [ equipped with inverter equipment according to claim 1 to 4 ] according to claim 9.

[Claim 11] it changes with regards to the rate of the motor containing the conduction ratio of inverter equipment -- \*\*\*\* -- < -- \*\*\*\* -- the motor drive system unit according to claim 9 to 10 using one value as change conditions for said two speed-control systems.

[Claim 12] The motor drive system unit according to claim 11 to which it was made to change all the energization section length of inverter equipment in said change transitional zone when preparing the change transitional zone to the change of two speed-control systems and changing said two speed-control systems.

---

[Translation done.]

## \* NOTICES \*

JPO and NCIPi are not responsible for any damages caused by the use of this translation.

1. This document has been translated by computer. So the translation may not reflect the original precisely.
2. \*\*\*\* shows the word which can not be translated.
3. In the drawings, any words are not translated.

---

DETAILED DESCRIPTION

---

## [Detailed Description of the Invention]

[0001]

[Field of the Invention] This invention relates to the motor driving gear which was concerned with the PWM/Pulse Amplitude Modulation control function when operating a motor by speed control of the inverter equipment driven at the rate of arbitration, especially sine wave-like alternating current, and was equipped with said inverter equipment, and a motor drive system unit.

[0002]

[Description of the Prior Art] Conventionally, especially with the inverter equipment which drives the motor of the compressor of an air conditioner etc. at the rate of arbitration, in the case of the motor of a brushless motor, a motor is driven by the square wave of energization 120 degrees, and the speed control is carried out by adjusting an electrical potential difference by PWM, or is carried out by adjusting the output voltage of the converter equipment which supplies DC power supply to inverter equipment. Furthermore, in the light field of a load, it controls by PWM, and a motor driving gear and the air conditioner using this are indicated by JP,6-105563,A in the heavy field of a load. [ method / which realizes an efficient drive by change of both of controlling by Pulse Amplitude Modulation ]

[0003] In the case of an induction motor, moreover, inverter equipment Drove the motor by sinusoidal drive, have realized efficient operation, and it also sets to a brushless motor further. The method which makes effectiveness raise by driving by energization width of face of 180 or less degrees more greatly than 120 degrees The brushless DC motor drive control approach, its equipment, and an electrical machinery and apparatus are indicated by JP,7-827328,A. Thus, a motor is driven by the sine wave of energization 180 degrees, and the method of realizing an efficient drive is devised by the speed control changing a duty factor by PWM, and adjusting an electrical potential difference.

[0004]

[Problem(s) to be Solved by the Invention] In such inverter equipment, although it was possible to have been able to take large torque and to have raised the highest load rotational frequency by raising supply voltage with converter equipment when it drove by the square wave of energization 120 degrees, on the other hand in PWM regulatory region, it drove by the sine wave of energization 180 degrees, and effectiveness of reliance was low.

[0005] On the other hand, when it drove by the sine wave of energization 180 degrees, the drive maximum voltage could not turn into an electrical potential difference at the time of supply voltage reaching the peak value of a sine wave, and torque could not be enlarged enough, but the maximum engine speed was restricted low. Although it was possible to have raised supply voltage with converter equipment and to have enlarged torque, the horsepower output electrical potential difference of a sine wave did not attain to the electrical potential difference of a square wave, but had the trouble said that torque is inadequate.

[0006] This invention solves the above-mentioned technical problem, is efficient and drives it by sinusoidal drive in a low load field, and while driving with high-power torque with the energization method which prepared all the energization sections 120 degrees and driving a motor with high operation effectiveness and a high torque output, the change of the operating system also aims at offering the inverter equipment which can realize the smooth change without velocity turbulence, a motor driving gear, and a motor drive system unit in a heavy load field.

[0007]

[Means for Solving the Problem] In the inverter equipment which outputs the alternating voltage of the shape of a sine wave corresponding to an output voltage command by this invention's inputting the direct current voltage of DC power supply, and switching said direct current voltage Having an output voltage control means, said output voltage control means is inverter equipment controlled to change the width of face of the section [ energization / all ] centering on the point that said electrical-potential-difference peak value serves as max, according to an output voltage command from the time of the electrical-potential-difference peak value of output voltage exceeding the direct current voltage of said DC power supply.

[0008] Thereby, when an alternating-voltage output increases corresponding to an output voltage command, the predetermined section of all energization can be established in sine wave-like alternating voltage, and it can consider as a deformation sine wave, and a high output can be obtained rather than it controls only by alternating voltage of a sine wave, and it can also have the high effectiveness which is the description of the drive by the sine wave.

[0009] This invention is equipped with the motor which drives a load element, and inverter equipment equipped with the output voltage control means. Further moreover, said inverter equipment The electrical-potential-difference value which is equipped with the current sensor which detects the current of said motor two pieces or more than it, and said inverter equipment outputs, It has a rotator location detection means to presume the rotator magnetic pole location of said motor based on the difference of the current estimate presumed from the characteristic value of said motor, and the current value detected by said current sensor. It is the motor driving gear which controlled energization based on the information on the presumed rotator magnetic pole location.

[0010] While this drives efficient with sine wave-like alternating voltage, when a load increases, high power torque can be acquired as a wave which has the section of all energization.

[0011] Moreover, the converter equipment with which this invention outputs electrical-potential-difference adjustable direct current voltage, It has the motor which drives said direct current voltage with the inverter equipment which outputs sine wave-like alternating voltage by switching, and said inverter equipment. Said inverter equipment The PWM control system which orders an inverter circuit the maximum conduction ratio and all energization section length, and controls the speed in said motor, It is the motor drive system unit equipped with a speed-control means to change two speed-control systems with the Pulse-Amplitude-Modulation control system which outputs a direct-current-voltage command to said converter equipment, and controls the speed in said motor according to a control state, and to control the speed.

[0012] Thereby, at a light load, a high output torque can be obtained by sine wave-like control [ PWM ] with low vibration and the alternating voltage of the shape of a sine wave which is efficient, can control a motor and has all the energization sections by the inside load, and the speed can be further controlled by Pulse-Amplitude-Modulation control with a heavy load at a still higher output torque.

[0013] Moreover, when preparing the change transitional zone to the change of two speed-control systems and changing said two speed-control systems, it is the motor drive system unit to which it was made to change all the energization section length of inverter equipment in said change transitional zone.

[0014] Thereby, the smooth change without velocity turbulence is realizable.

[0015]

[Embodiment of the Invention] When inverter equipment inputs DC power supply and sine wave-like alternating voltage is outputted by switching in this invention according to an output voltage command, It considers as the condition of all energization of the predetermined section a core [ the point used as the max of the electrical-potential-difference peak value ]. Further an output voltage control means By changing the width of face of the section made into the condition of all energization according to said output voltage command focusing on the point used as the max of electrical-potential-difference peak value from the time of the electrical-potential-difference peak value of output voltage exceeding the supply voltage of said DC power supply Output voltage shall be further made high from a sinusoidal drive, and high power torque shall be realized.

[0016] In an example, converter equipment is used as DC power supply, and a motor control means functions as said output voltage control means. In said motor control means, a revolving-speed-control means outputs an output voltage command. When the alternating voltage of the shape of a sine wave which a sinusoidal drive circuit outputs increases according to said output voltage command, it is saturated with the direct current voltage of said converter, and all the energization sections are generated. Then, although the width of face of all the energization sections is changed by changing the direct current voltage of converter equipment by the direct-current-voltage command of a revolving-speed-control means, it is not limited to this.

[0017] Moreover, the current estimate presumed from the electrical-potential-difference value which detects the current of a motor and inverter equipment outputs in the motor driving gear of this invention, and the characteristic value of said motor, Based on a difference with the current detected by said current sensor, presume the rotator magnetic pole location of said motor, and by energizing based on the presumed rotator magnetic pole positional information Realizing the drive by sine wave-like alternating voltage, output voltage shall be further made high from a sinusoidal drive, and high power torque shall be realized.

[0018] In an example, two current sensors detect the two phase currents in the three phase circuit of a compressor motor. Moreover, have the motor control means equipped with the rotator location speed detection means, the sinusoidal drive circuit, and the revolving-speed-control means, and it sets for said motor control means. Said rotator location speed detection means functions as the above-mentioned rotator location detection means. The rotator magnetic pole location presumed from the phase current detected by said current sensor is corrected with the difference between the presumed current decided from the output voltage of inverter equipment, and the characteristic value of the compressor motor which is a motor, and the actual phase current, and it asks for the rotator magnetic pole location presumed correctly. Moreover, said sinusoidal drive circuit outputs the signal to which the alternating voltage of the shape of a sine wave corresponding to the output voltage command of said revolving-speed-control means is made to output to a base driver based on the presumed rotator magnetic pole positional information.

[0019] Moreover, in a motor drive system unit, speed control is made by two speed-control systems, PWM control and Pulse-Amplitude-Modulation control, in being PWM control, a sine wave-like alternating current realizes low vibration and efficient operation, and in Pulse-Amplitude-Modulation control, high power torque is realized further.

[0020] In an example, it has the motor control means equipped with the sinusoidal drive circuit and the revolving-speed-control means, and said revolving-speed-control means functions as a speed-control means. Said revolving-speed-control means outputs the output voltage command corresponding to a target rate to said sinusoidal drive circuit, performs speed control by PWM control, outputs a direct-current-voltage command to the converter equipment which is DC power supply at the time of a heavy load, and shifts to speed control by Pulse-Amplitude-Modulation control.

[0021] Furthermore, at the time of the change of two speed-control systems, PWM control and Pulse-Amplitude-Modulation control, the smooth change without velocity turbulence is realized by changing all energization section length in the change transitional zone.

[0022] In an example, the above-mentioned revolving-speed-control means changes all energization section length gently by said dc output command by the change transitional zone.

[0023] Hereafter, the example of this invention is explained.

[0024]

[Example] (Example 1) It explains hereafter, referring to a drawing about one example of the inverter equipment of this invention, a motor driving gear, and a motor drive system unit.

[0025] Drawing 1 is a block which shows the configuration of this example. In drawing 1, the power source made the direct current with converter equipment 2 is changed into a three-phase-circuit alternating current by the circuit where switching elements 4a-4f and the ring current diodes 5a-5f became a pair in the inverter circuit 3, and the compressor motor 6 which is a brushless DC motor by that cause drives the input from AC power supply 1. At this time, current sensor 7a and current sensor 7b detect the current of the compressor motor 6.

[0026] In the motor control means 8 the rotator location speed detection means 9 Presumed detection of the location of a rotator is carried out using the current of the compressor motor 6 detected by current sensor 7a and current sensor 7b. The sinusoidal drive circuit 10 The drive signal for driving the compressor motor 6 based on the information on the location of the rotator presumed by the rotator location speed detection means 9 is outputted to the base driver 11. The base driver 11 The signal for driving switching elements 4a-4f according to the drive signal is outputted. Moreover, the revolving-speed-control means 12 adjusts the output of the sinusoidal drive circuit 10, or the target output voltage of converter equipment 2 so that a rotator rate turns into a target rate and the output voltage of an inverter circuit 3 may be controlled from the information on the difference of the rate of the rotator presumed by the rotator location speed detection means 9, and the target rate given from the outside.

[0027] In addition, in the above-mentioned configuration, an inverter circuit 3 and the motor control means 8 constitute inverter equipment, constitute a motor driving gear from said inverter equipment and motor of the compressor motor 6 etc., and constitute motor drive system units including a motor and converter equipment 2. Moreover, like output voltage adjustable PFC (Power Factor Correcter) of a general pressure-up form, as long as converter equipment 2 has controllable output voltage, what type of thing is sufficient as it, and it may be the thing of the type of step-down and step-up.

[0028] Below, it explains, referring to a drawing about actuation of the sinusoidal drive circuit 10 in this example. Drawing 2 is the block diagram showing the configuration and actuation of one example of the sinusoidal drive circuit 10. Three-phase-circuit 2 phase-number-conversion means 10a is the current  $i_u$  detected by current sensor 7a and current sensor 7b. Current  $i_v$  A value is changed into  $i_\gamma$  of currents of the direction of shaft  $\gamma$  of current  $i_\delta$  of the direction of shaft  $\delta$ , and the sense of magnetic flux by

the formula (1) at the rotating magnetic field of the compressor motor 6 which is a brushless DC motor using current rotator location presumption information.

[0029]

[Equation 1]

$$i_a = \sqrt{\frac{3}{2}} \times i_u$$

$$i_b = \sqrt{\frac{1}{2}} \times (i_u + 2 \times i_v) \quad \dots \dots (1)$$

$$\begin{bmatrix} i_r \\ i_s \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \sin(\theta) \\ -\sin(\theta) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \end{bmatrix}$$

[0030] On the other hand, from the information on the velocity error which is a difference of a current rate and a target rate, rate PI control means 12a in the revolving-speed-control means 12 is calculating the torque command so that a rate may be followed at a target rate, and current delta PI control means 10b asks for an output command by general PI control from a difference with current current idelta from said torque command value further, and is taken as the output of delta shaft orientations. Moreover, from an i gamma [ of current currents ] difference, current gamma PI control means 10c asks for an output command by general PI control, and is taken as the output of gamma shaft orientations.

[0031] 10d of 2 phase three-phase-circuit conversion means is the output voltage Vu of a three phase circuit, Vv, and Vw so that an output wave may serve as a sine wave from the output of V gamma of a 2-way called for the account of a top, and Vdelta. It changes by the formula (2) of general 2 phase three-phase-circuit conversion using the location theta of the presumed rotator.

[0032]

[Equation 2]

$$\begin{bmatrix} V_a \\ V_b \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & -\sin(\theta) \\ \sin(\theta) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_r \\ V_s \end{bmatrix}$$

$$\begin{bmatrix} V_u \\ V_v \\ V_w \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sqrt{\frac{2}{3}} & 0 \\ -\sqrt{\frac{1}{6}} & \sqrt{\frac{1}{2}} \\ -\sqrt{\frac{1}{6}} & -\sqrt{\frac{1}{2}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_a \\ V_b \end{bmatrix} \quad \dots \dots (2)$$

[0033] Moreover, gate signal generating means 10e calculates the gate signal which determines turning on and off of the switching elements 4a-4f of six three-phase-circuit parts, and outputs it to the base driver 11 so that called-for three-phase-circuit output voltage may be realized. The rotator location speed detection means 9 carries out the presumed operation of the location and rate of a MO 1 TA rotator using the current of the compressor motor 6 and the output of the sinusoidal drive circuit 10 which were detected by current sensors 7a-7b.

[0034] Below, actuation of the rotator location speed detection means 9 is explained. Drawing 3 is the block diagram showing the configuration and actuation of one example of the rotator location speed detection means 9. the motor model current operation means 13 -- a motor constant (R: -- resistance and a Ld:d shaft inductance --) A Lq:q shaft inductance, Ts: Control period and current idelta and i gamma, the inverter output voltage of Vgamma and Vdelta, presumed rate omega M, and presumed reverse electromotive voltage eM Information is used. By the formula (3) from the model type of a brushless motor Motor current iM[ of the present time of day t in the control period Ts ] delta (t) iMgamma (t) It presumes.

[0035]

[Equation 3]

$$\begin{bmatrix} i_{rM}(t) \\ i_{sM}(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 - \frac{R}{L_d} T_s & \omega_M \frac{L_q}{L_d} T_s \\ -\omega_M \frac{L_d}{L_q} T_s & 1 - \frac{R}{L_q} T_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_r(t-1) \\ i_s(t-1) \end{bmatrix} + \frac{T_s}{L_d L_q} \begin{bmatrix} L_q V_r(t-1) \\ L_d V_s(t-1) \end{bmatrix} + \frac{T_s}{L_d L_q} \begin{bmatrix} 0 \\ e_M \end{bmatrix} \quad \dots \dots (3)$$

[0036] Presumed motor current iMdelta (t) iMgamma (t) Detected actual current idelta (t), current error \*\*idelta(t) \*\*igamma(t) considered to have originated in the motor model error and to have generated using igamma (t)) is called for by the formula (4).

[0037]

[Equation 4]

$$\begin{bmatrix} \Delta i_r(t) \\ \Delta i_s(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_r(t) \\ i_s(t) \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} i_{rM}(t) \\ i_{sM}(t) \end{bmatrix} \quad \dots \dots (4)$$

[0038] This current error is the presumed reverse electromotive voltage eM, an estimated position theta, and presumed rate omega M. Since it originates, if this current error information is used, it is possible to correct the presumed reverse electromotive voltage eM, an estimated position theta, and presumed rate omegaM to an exact value. The reverse electromotive voltage presumption means 14 carries out a correction operation according to current error \*\*idelta and Gain germanium by the formula (5), and is the presumed reverse electromotive voltage eM. It presumes.

[0039]

[Equation 5]

$$\theta_M(t) = \theta_M(t-1) - G_e \Delta i_r(t) \quad \dots\dots (5)$$

[0040] Moreover, the rate presumption means 15 is presumed rate omega M in a formula (6) by the presumed reverse electromotive voltage eM, the reverse electromotive voltage multiplier KE, current error \*\*igamma, the control period Ts, rate average omegaMO, and gain Gtheta. It presumes.

[0041]

[Equation 6]

$$\omega_M(t) = \frac{\theta_M(t)}{K_E} + \frac{G_\theta}{T_s} \operatorname{sgn}(\omega_{MO}(t-1)) \Delta i_r(t) \quad \dots\dots (6)$$

[0042] moreover, the location presumption means 16 – a formula (7) – the control period Ts and presumed rate omega M from – estimated position thetaM It presumes.

[0043]

[Equation 7]

$$\theta_M(t) = \theta_M(t-1) + T_s \omega_M(t) \quad \dots\dots (7)$$

[0044] The location and rate of a rotator are presumed by the above operation.

[0045] Below, it explains, referring to a drawing about an example of output transition of the output voltage by the sinusoidal drive circuit 10 in this example. Drawing 4 is the wave form chart showing the example of transition of the output voltage of the sinusoidal drive circuit 10. Considering the case where loads, such as the compressor motor 6, become high gradually, the output voltage of an inverter circuit 3 rises gradually according to it. From the time of the peak voltage of a sine wave-like electrical potential difference reaching supply voltage, when an output has the section of all energization in part, the electrical potential difference rises further.

[0046] At this time, output voltage deforms from the sinusoidal wave. The section of all energization spreads and reaches the energization section width of face maximum [ all ] as the load furthermore goes up. On the other hand, after the target electrical potential difference from the time of peak voltage reaching supply voltage to converter equipment 2 rose gradually and reached the energization section width of face maximum [ all ] further, the engine speed of a motor will be controlled only by output voltage of converter equipment 2. That is, it becomes general Pulse-Amplitude-Modulation (Pulse Amplitude Modulation) control.

[0047] Drawing 5 is the wave form chart showing output voltage with the section of all energization of the sinusoidal drive circuit 10. As explained previously, a part of output comes to have the section of all energization from the time of the peak voltage of sine wave-like alternating voltage reaching the direct current voltage which DC power supply 2, i.e., converter equipment, output. The average output voltage at this time serves as a wave by which the upper part of a sine wave was restricted to the upper limit, as shown in drawing 5 (1). At this time, the output voltage wave of an inverter circuit 3 has become like drawing 5 R> 5 (2). That is, by the usual PWM (Pulse Width Modulation) control, pulse width changes within 1 period so that an average electrical potential difference may be realized. The peak voltage of a sine wave-like electrical potential difference always serves as all the energization sections of ON from the time of reaching supply voltage.

[0048] Below, it explains, referring to a drawing about actuation of the revolving-speed-control means 12 in this example. Drawing 6 is the property Fig. showing an example of the control approach of the converter equipment 2 in this example, and an inverter circuit 3. It explains how the output voltage of converter equipment 2, the maximum output duty factor which an inverter circuit 3 outputs, and a total energization include angle are controlled to an engine speed.

[0049] In a with an engine speed [ N ] of one or less field, while 150V control the output voltage of converter equipment 2 uniformly like [ in the case of this example ], revolving speed control of the compressor motor 6 is performed by adjusting the electrical potential difference of the sine wave which an inverter circuit 3 outputs. That is, according to the increment in a rotational frequency, the maximum output duty factor which is the peak value of a sinusoidal voltage is also increased. After a duty factor furthermore rises, reaching to 100% and setting an engine speed to N1, the total energization include angle in the output of an inverter circuit 3 is made to increase in the field to an engine speed N2.

[0050] Thereby, the output voltage of an inverter circuit 3 also rises. Since the rate of the power surge by the rise of this total energization include angle differs from what is depended on the rise of a maximum output duty factor, control of a rotational frequency is difficult for it. Then, in this invention, the output voltage of converter equipment 2 is also raised at a predetermined rate in the field from this engine speed N1 to N2. Thereby, revolving speed control is carried out smoothly.

[0051] Furthermore, the total energization include angle becomes large, in the energization include angles maximum [ all ] defined beforehand and this example, a total energization include angle is fixed from the engine speed N2 which reached 120 electrical angles, and revolving speed control is adjusted by only the output voltage of converter equipment 2. That is, it becomes Pulse-Amplitude-Modulation control completely. Thus, in PWM control and a middle load field, a rotational frequency is smoothly controlled by Pulse-Amplitude-Modulation control in both PWM control, Pulse-Amplitude-Modulation control, and a heavy-loading field at the time of a light load.

[0052] Drawing 7 is a flow chart which shows actuation of an example of the control approach of the converter equipment 2 in this example, and an inverter circuit 3. When it judges whether it is [ PWM ] under control in step S1 and is [ PWM ] under control, in step S2, the output voltage of an inverter circuit 3 is changed according to an engine-speed command. In step S3, if the maximum conduction ratio has not reached to 100%, armature-voltage control is made by the PWM signal of the usual sine wave. On the other hand, if it has reached to 100%, since it is that output voltage peak value reached supply voltage, it goes into the transitional zone to the Pulse-Amplitude-Modulation control from PWM control. That is, first, after setting up all energization fields according to output voltage by step S4, the output voltage Vdc command value of converter equipment 2 is raised at a predetermined rate by step S5. Furthermore, at step S6, all energization fields continue control of the transitional zone to Pulse Amplitude Modulation continuously, if it does not amount to 120 degrees in the energization field length maximum [ all ] and this example. On the other hand, if it amounts to 120 degrees, it will judge with the shift to Pulse-Amplitude-Modulation control at step S7, and Pulse-Amplitude-Modulation control will be carried out from next time. In addition, it can consider as the value of a before [ 180 degrees ] more greatly than 120 degrees instead of what is limited to 120 degrees.

[0053] On the other hand, when Pulse-Amplitude-Modulation controlling by step S1, in step S8, the output voltage Vdc of converter equipment 2 is changed according to an engine-speed command. In step S9, if Vdc is not below a predetermined electrical potential difference, the output voltage of converter equipment 2 will be controlled by the usual Pulse-Amplitude-Modulation control. On the other hand, if the predetermined electrical potential difference VC is reached, it will go into the transitional zone to the PWM control from Pulse-Amplitude-Modulation control. That is, in step S10, all energization fields set up according to output voltage Vdc first. If

all energization fields furthermore are not 0 times at step S11, control of the transitional zone will be continued as it is. When it is judged that it became 0 times, it judges with the shift to PWM control at step 12, and PWM control is carried out from next time.

[0054] Thereby, it can shift to the Pulse-Amplitude-Modulation control by the deformation sine wave of the shape of a trapezoidal wave with all energization fields smoothly from PWM control of a sine wave also in the time of a brushless-motor drive.

[0055] In addition, even if it realizes the motor control means 8 in the hard circuit of dedication, it cannot be overemphasized that you may realize by the software using a microcomputer.

[0056]

[Effect of the Invention] So that clearly from the above explanation with the inverter equipment of this invention When inputting AC power supply and outputting a sine wave-like alternating current by switching according to output voltage, It considers as the condition of all energization of the predetermined section a core [ the point used as the max of electrical-potential-difference peak value ]. Further an output voltage control means By changing the width of face of the section made into the condition of all energization according to an output voltage command focusing on the point used as the max of electrical-potential-difference peak value from the time of the electrical-potential-difference peak value of output voltage exceeding the supply voltage of said DC power supply High power torque is realizable by making output voltage high further from a sinusoidal drive.

[0057] Moreover, the current estimate presumed from the electrical-potential-difference value which the motor driving gear of this invention detects the current of a motor, and an inverter circuit outputs, and the characteristic value of a motor, Based on a difference with the current detected by the current sensor, presume the rotator magnetic pole location of a motor, and by energizing based on the presumed rotator magnetic pole positional information High power torque is realizable by making output voltage high further from a sinusoidal drive, realizing the drive by sine wave-like alternating current.

[0058] Moreover, in Pulse-Amplitude-Modulation control, the motor drive system unit of this invention can realize high power torque further, realizing [ speed control is made by two speed-control systems, PWM control and Pulse-Amplitude-Modulation control, and ] low vibration and efficient operation by sine wave-like alternating current, when it is PWM control.

[0059] Furthermore, the motor drive system unit of this invention can realize the smooth change without velocity turbulence by changing all energization section length in the change transitional zone at the time of the change of two speed-control systems of PWM control and Pulse-Amplitude-Modulation control.

---

[Translation done.]

## \* NOTICES \*

JPO and NCIPi are not responsible for any damages caused by the use of this translation.

1. This document has been translated by computer. So the translation may not reflect the original precisely.
2. \*\*\*\* shows the word which can not be translated.
3. In the drawings, any words are not translated.

---

DESCRIPTION OF DRAWINGS

---

[Brief Description of the Drawings]

[Drawing 1] The block diagram showing the configuration of one example of the inverter equipment of this invention, a motor driving gear, and a motor drive system unit

[Drawing 2] The block diagram showing the configuration and actuation of a sinusoidal drive circuit in one example of this invention

[Drawing 3] The block diagram showing the configuration and actuation of a rotator location speed detection means in one example of this invention

[Drawing 4] The wave form chart showing the example of transition of the output voltage of the sinusoidal drive circuit in one example of this invention

[Drawing 5] The wave form chart showing the output voltage which has all the energization fields of the sinusoidal drive circuit in one example of this invention

[Drawing 6] The property Fig. showing an example of the control approach of the converter equipment in one example of this invention, and an inverter circuit

[Drawing 7] The flow chart which shows actuation of an example of the control approach of the converter equipment in one example of this invention, and an inverter circuit

[Description of Notations]

- 1 AC Power Supply
- 2 Converter Equipment
- 3 Inverter Circuit
- 4a-4f Switching element
- 5a-5f Ring current diode
- 6 Compressor Motor (Motor)
- 7a, 7b Current sensor
- 8 Motor Control Means (Output Voltage Control Means)
- 9 Rotator Location Speed Detection Means (Rotator Location Detection Means)
- 10 Sinusoidal Drive Circuit
- 10a Three-phase-circuit 2 phase-number-conversion means
- 10b Current delta PI control means
- 10c Current gamma PI control means
- 10d 2 phase three-phase-circuit conversion means
- 10e Gate signal generating means
- 11 Base Driver
- 12 Revolving-Speed-Control Means (Speed-Control Means)
- 12a Rate PI control means
- 13 Motor Model Current Operation Means
- 14 Reverse Electromotive Voltage Presumption Means
- 15 Rate Presumption Means
- 16 Location Presumption Means

---

[Translation done.]



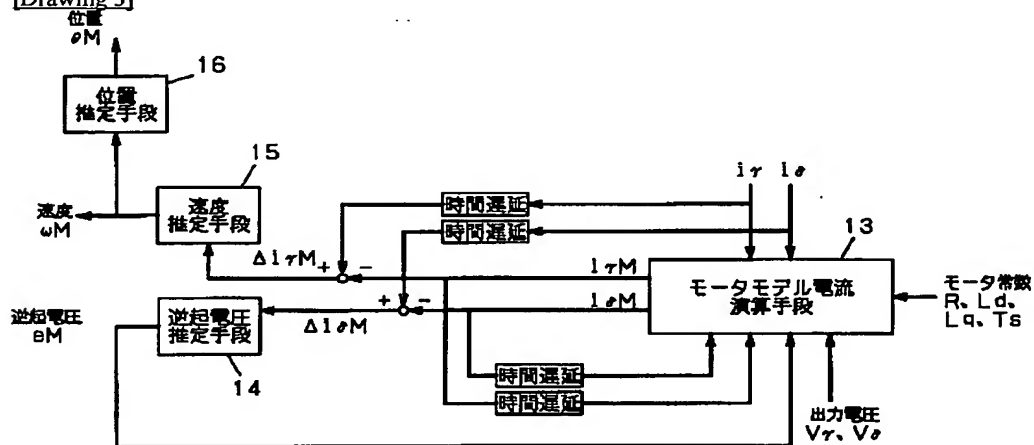
## \* NOTICES \*

JPO and NCIPi are not responsible for any damages caused by the use of this translation.

1. This document has been translated by computer. So the translation may not reflect the original precisely.
2. \*\*\*\* shows the word which can not be translated.
3. In the drawings, any words are not translated.

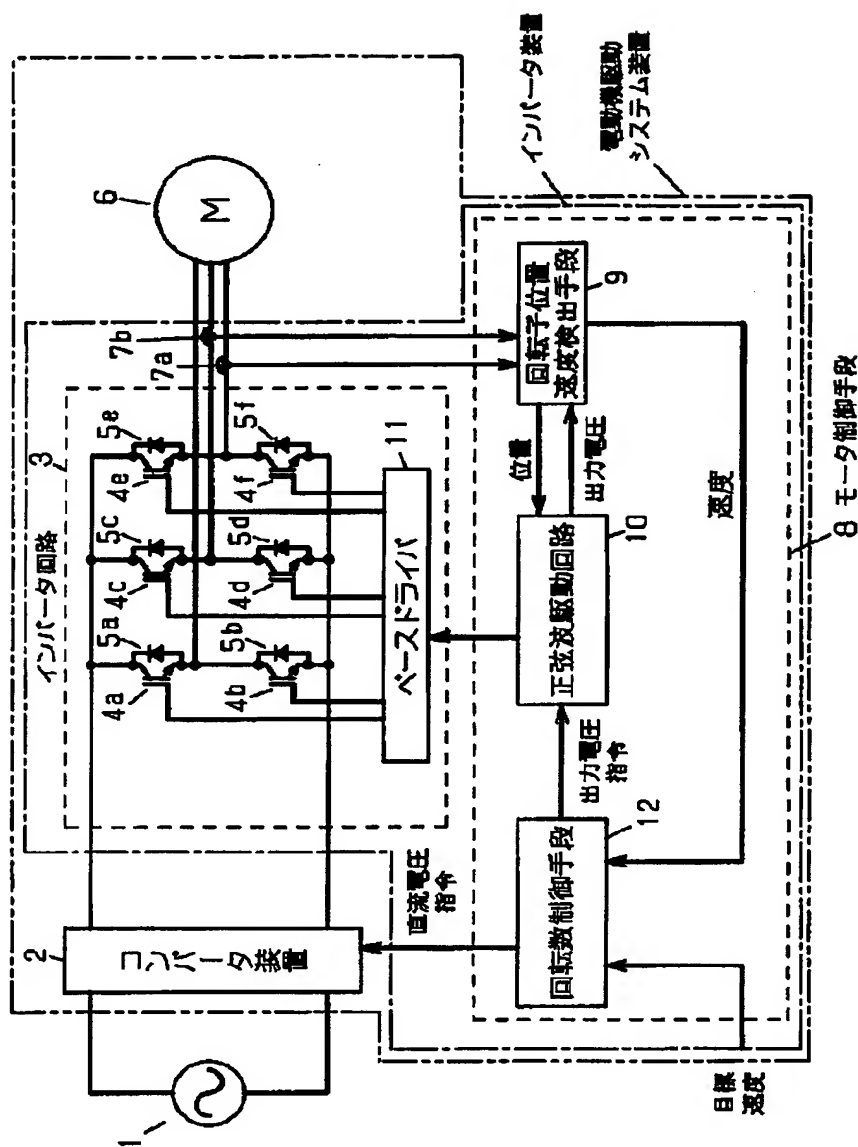
## DRAWINGS

[Drawing 3]

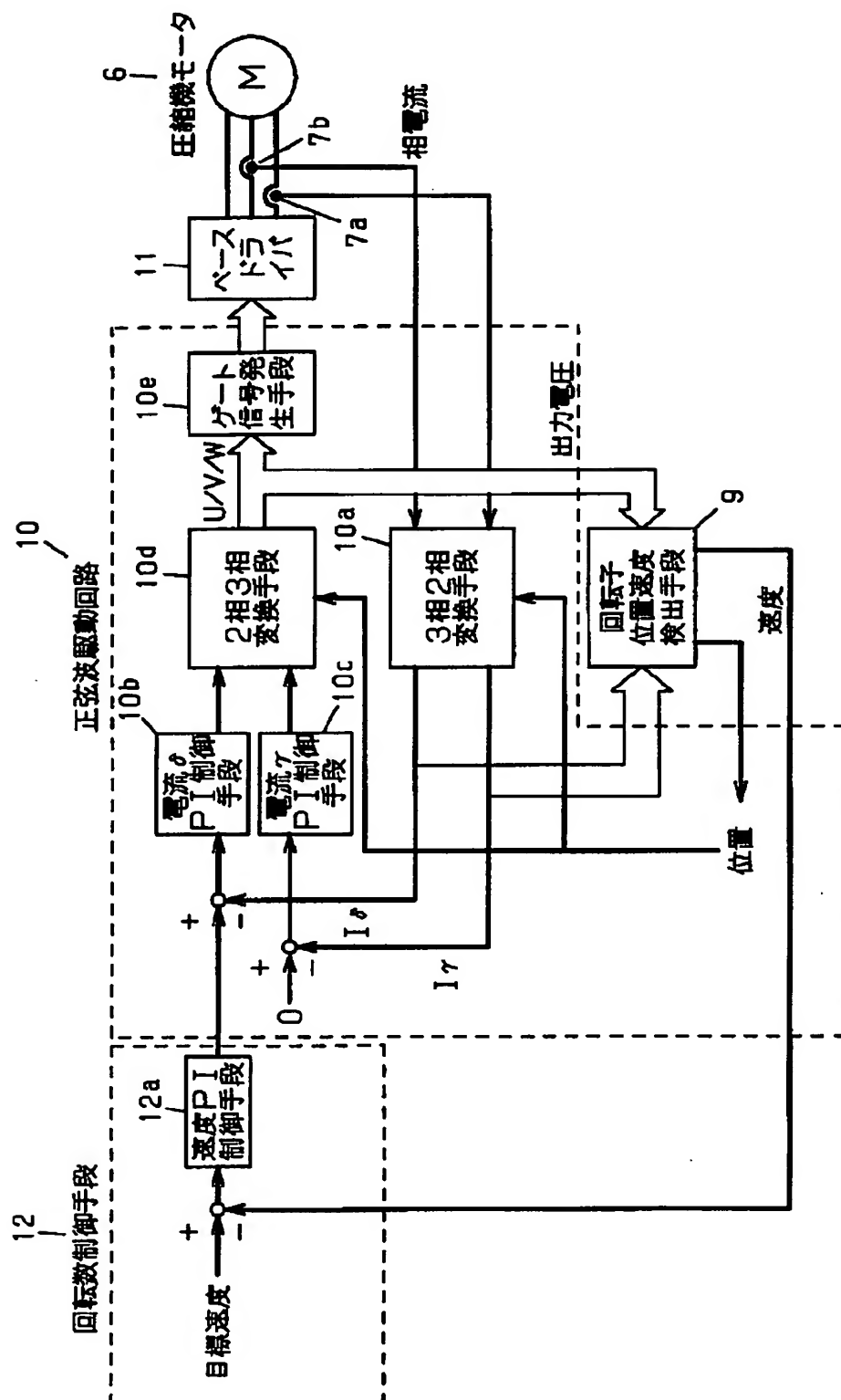


[Drawing 1]

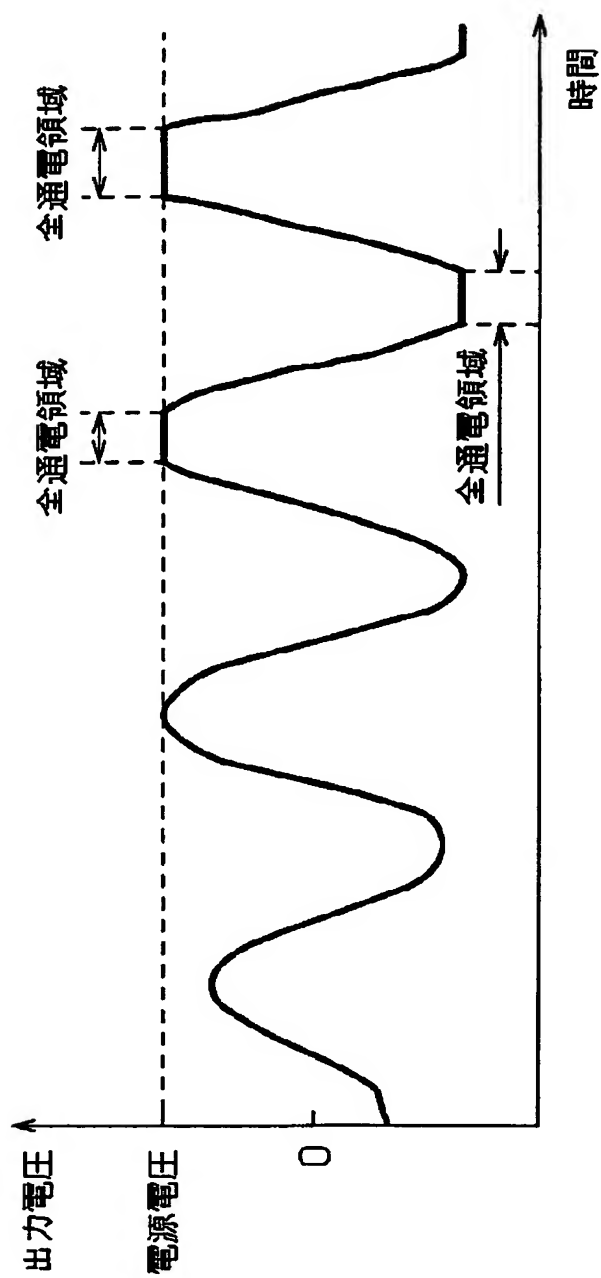
- 1 交流電源 5a~5f 環流ダイオード  
 4a~4f スイッチング素子 6 圧縮機モータ (電動機)  
 8a, 8b 電流センサ



[Drawing 2]

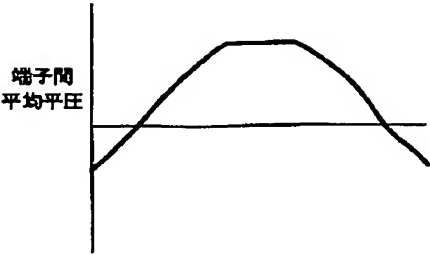


[Drawing 4]

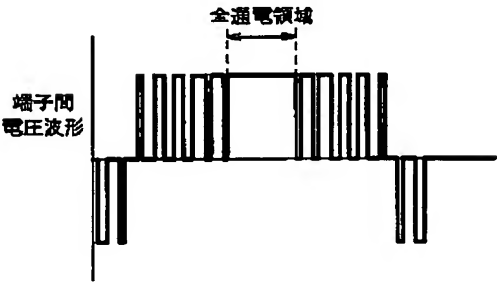


[Drawing 5]

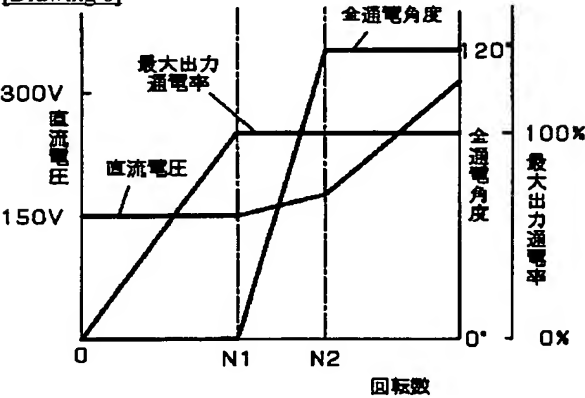
(1)



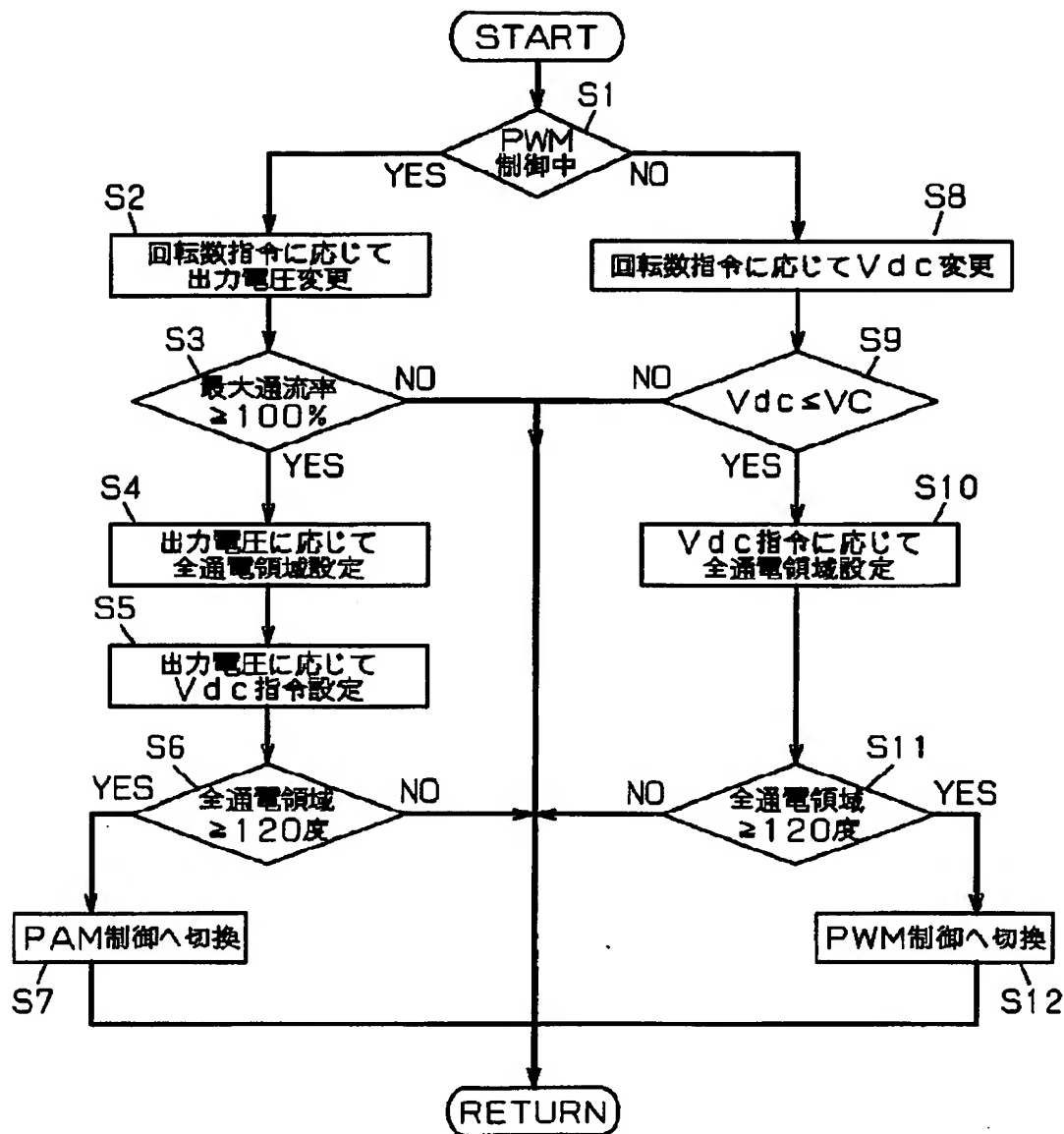
(2)



[Drawing 6]



[Drawing 7]



[Translation done.]